

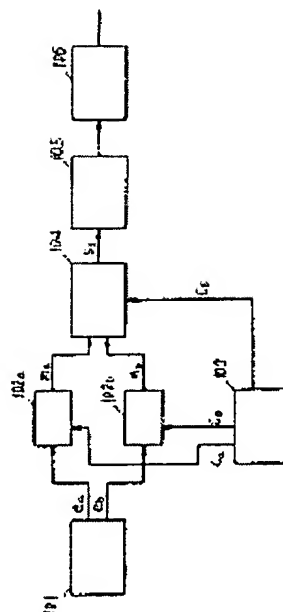
INTERPOLATION PROCESSING CIRCUIT

Patent number: JP2248816
Publication date: 1990-10-04
Inventor: MITANI HIROSHI; INAJI TOSHIO
Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
Classification:
- International: G01D5/245; G01D5/36
- european:
Application number: JP19890070860 19890323
Priority number(s): JP19890070860 19890323

[Report a data error here](#)

Abstract of JP2248816

PURPOSE: To enhance the measuring accuracy of displacement during movement by making the time required in the passage of a signal through a filter constant by mixing the output of a signal means in the mixing ratio corresponding to the output of a carrier signal generating means to reduce an unnecessary higher harmonic component. **CONSTITUTION:** An encoder 101 outputs two-phase sine wave signals corresponding to the displacement of an object to be measured and modulators 102a, 102b modulate the carrier signal of a carrier generator 103 on the basis of the output of the encoder. Next, a mixer 104 mixes the outputs of the modulators 102a, 102b in the mixing ratio corresponding to the signal of the generator 103 to reduce the unnecessary higher harmonic components contained in said outputs. Further, an unnecessary signal component is removed by a filter 105 and this filter 105 can make the time required in the passage of a signal capable of making an amplitude characteristic gentle through the filter constant over a wide frequency range. By this method, the measuring accuracy of the displacement of the object to be measured during movement is enhanced.



Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

⑫ 公開特許公報(A)

平2-248816

⑬ Int. Cl.³G 01 D 5/245
5/36

識別記号

1 0 2 B
Q

庁内整理番号

7015-2F
7015-2F

⑭ 公開 平成2年(1990)10月4日

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全8頁)

⑮ 発明の名称 内挿処理回路

⑯ 特 願 平1-70860

⑰ 出 願 平1(1989)3月23日

⑱ 発 明 者 三 谷 浩 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 ⑱ 発 明 者 稲 治 利 夫 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
 ⑲ 出 願 人 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
 ⑳ 代 理 人 弁理士 栗野 重孝 外1名

明 細 書

1、発明の名称

内挿処理回路

2、特許請求の範囲

(1) 物体の運動に応じて互いに位相が異なる n

(n は 2 以上の整数) 相の信号を出力するエンコードと、互いに位相が異なる n 相のキャリア信号を出力するキャリア信号発生手段と、前記エンコードの出力信号によって前記キャリア信号発生手段の出力するキャリア信号を変調する n 個の変調手段と、前記 n 個の変調手段の出力を前記キャリア信号発生手段の出力に応じた混合比で混合する混合手段と、前記混合手段の出力から高調波を取り除くフィルタ手段と、前記フィルタ手段の出力信号の位相情報を復調する位相情報復調手段とを具備したことを特徴とする内挿処理回路。

(2) 物体の運動に応じて互いに位相が 90° 異なる第1及び第2の信号を出力するエンコードと、互いに位相が 90° 異なる第1及び第2のキャ

リア信号を出力するキャリア信号発生手段と、前記エンコードの第1の出力信号によって前記キャリア信号発生手段の出力する第1のキャリア信号を変調する第1の変調手段と、前記エンコードの第2の出力信号によって前記キャリア信号発生手段の出力する第2のキャリア信号を変調する第2の変調手段と、前記第1の変調手段の出力と前記第2の変調手段の出力を前記キャリア信号発生手段の出力に応じた混合比で混合する混合手段と、前記混合手段の出力からなる高調波を取り除くフィルタ手段と、前記フィルタ手段の出力信号の位相情報を復調する位相情報復調手段とを具備したことを特徴とする内挿処理回路。

3、発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明は、複数相の信号を出力するエンコードなどを用い、キャリア信号への変調を通じて、どのエンコードのピッチより細かい相対位置情報を得ることができる電子的なスケールの内挿処理

図路に因し、特に移動する物体の移動中の位置情報を精度よく検出できる内挿処理回路に関する。

従来の技術

位置制御装置における位置の検出手段としてエンコーダが広く用いられている。装置に要求される位置ごの精度に対して、エンコーダのピッチが十分細かい場合、エンコーダの出力を2相の矩形波とし、可逆カウンタと組み合わせる位置決め対象の位置を検出できる。さらに高い位置検出の精度が要求された場合には、エンコーダのピッチの精細化には限界があるため、エンコーダの出力を2相の正弦波状の信号とし、位相変調、位相復調の過程を経て、エンコーダのピッチ以下の位置情報を取り出すという方法がとられる。この処理を行なうのが内挿処理回路である。

従来の内挿処理回路の構成例を第3図に示す。301はエンコーダであり、検測定対象の動きに応じて2相の正弦波状の信号 e_a 、 e_b を出力する。302a、302bは変調器であり、キャリア発生器303の出力する2相のキャリア信号

$$\begin{aligned} s = & E \cdot C \cdot \cos(2\pi f \cdot t - 2\pi \cdot x/p) \\ & - 1/3 E \cdot C / \cos(3 \cdot 2\pi f \cdot t \\ & - 2\pi \cdot x/p) \\ & + \dots \end{aligned}$$

となる。ただし、E、Cはそれぞれ、エンコーダ出力、キャリア信号の振幅、tは時間である。ここで第1項の位相に注目すると、キャリア信号に対して検測定対象の変位に応じた位相変調がなされていることがわかる。第2項以降は、キャリア信号として高周波を含む矩形波を用いたために発生する不要成分である。従って、この不要成分をフィルタ305で除去し、第1項の成分のみを取り出し、位相差カウンタ306で第1項の成分と、もとのキャリア信号の位相差を検出すればエンコーダピッチ以下の精度で検測定対象の位置を検出できる。この場合の内挿倍率は乗算器302a、302bに供給されるキャリア信号の周波数と位相変調された信号sの位相情報を復調する位相差カウンタ306に供給されるクロック信号の周波数の関係

c_a 、 c_b を、それぞれエンコーダ301の出力で変調する。304は加算器であり、変調器302a、302bの出力を加算する。ここで、変調器302a、302bに4象限の乗算器を用い、キャリア信号 c_a 、 c_b を正弦波とする場合を説明する。

被測定対象の基準位置からの変位をxとすると、エンコーダ301の出力 e_a 、 e_b は

$$e_a = E \cdot \cos(2\pi \cdot x/p)$$

$$e_b = E \cdot \sin(2\pi \cdot x/p)$$

と表わされる。ただしEはエンコーダのピッチ、Eはエンコーダ出力の振幅である。キャリア発生器303の出力するキャリア信号は矩形波なので、フーリエ級数に展開すると、

$$\begin{aligned} c_a = & C \cdot \{ \cos(2\pi f \cdot t) \\ & - 1/3 \cos(3 \cdot 2\pi f \cdot t) + \dots \} \\ c_b = & C \cdot \{ \sin(2\pi f \cdot t) \\ & + 1/3 \sin(3 \cdot 2\pi f \cdot t) + \dots \} \end{aligned}$$

と表わされるので、加算器304の出力sは

ただし、この公報では乗算器として可飽和型の磁気ヘッド、エンコーダとして正弦波書き込まれた磁気スケールを用い、乗算操作を磁気ヘッドの飽和による非線形性で行なっているの、加算器の出力にはより多くの不要成分が混入する。

発明が解決しようとする課題

上記従来の内挿処理回路を構成する上での難点はフィルタの設計にある。上記のようにフィルタは不要成分を除去するために設けられるのであるが、フィルタによってとりきれなかった不要成分は変位xの測定情報を低下させる誤差として表れる。つまり、不要成分が残留したフィルタ出力は次のように書き換えることができる。

$$\begin{aligned} s = & E \cdot C \cdot \cos(2\pi f \cdot t - 2\pi \cdot \\ & (x + \epsilon) / p) \end{aligned}$$

ここに、 ϵ は不要成分による測定誤差である。位相差の検出はキャリア信号と同期して行なうので、誤差 ϵ は変位xの関数となり、位相復調後に統計的な手法などでこれを補正することは困難である。

フィルタの振幅特性を急峻にして不要成分の除去能力を上げなければならない。

ところで、被測定対象の移動中の変位を測定する場合には、変位 x が時間 t の関数となる。このとき、加重器の出力 s の位相検出の対象とする成分の信号周波数はキャリア信号の基本周波数 f からシフトをおこす。例えば、被測定対象が速度 v で移動する場合には、

$$x = v \cdot t$$

と表わせるので信号 s は

$$s = E \cdot C \cdot \cos \{ 2\pi f \cdot t - 2\pi \cdot v \cdot t / p \}$$

$$= E \cdot C \cdot \cos \{ 2\pi (f - v/p) \cdot t \}$$

$$= E \cdot C \cdot \cos \{ 2\pi (f - \Delta f) \cdot t \}$$

となり、信号 s の周波数が f から $(f - \Delta f)$ にシフトしていることがわかる。周波数がシフトする値 Δf は移動する速度 v に依存するので、移動中の変位を測定する場合にはフィルタに人力される信号の周波数はキャリア信号の周波数を中心として上下に変動することがわかる。

移動速度によって測定される変位 x が違ふということが発生する。既ち前者に現れる例としては、被測定対象が基準位置に近付きながら移動する場合と遠ざかりながら移動する場合で、実際には同一の位置にあるにもかかわらず別の位置にあるかのように測定される。

この現象はフィルタの位相特性によるもので、これを防ぐためには信号のとりうる周波数範囲において信号がフィルタを通過する時間が一定になるようにしなければならない。しかし、このような位相特性を得るためには振幅特性を緩やかにせざるをえず、不要信号成分による測定精度の悪化を招く。逆に振幅特性を急峻にすれば位相特性が悪化し、この現象が強く現れる。従って、従来の方法によって移動中の変位を測定する場合には、基本的な測定精度と移動中の測定精度とを両立させることはできなかった。

本発明は上記問題点に鑑みてなされたもので、

一方、フィルタの位相特性は信号周波数に依存し、ある信号がフィルタを通過するのに要する時間はその信号周波数に依存する。第7図に例として、5次のチェビシェフフィルタの特性を示す。第7図はフィルタの振幅特性である。左半分が通過域、右半分が遮断域である。これに対して、位相特性は第7図(b)となる。信号がフィルタを通過するのに要する時間は位相特性を周波数で割った値で表現できる。それが第7図(c)であり、信号がフィルタを通過するときには発生する遅延時間として表わされている。通過域の遅延時間に注目すると、このフィルタでは信号の周波数によってその遅延時間に違いがあることがわかる。

ところが、変位情報の検出には時間情報を用いるので、信号周波数の違いによってフィルタを通過する時間がまちまちであると、フィルタを通過する前に同じ時間情報を持つ信号もフィルタを通過することによって別の時間情報を持つ信号に変化してしまう。信号周波数の違いは、被測定対象の移動速度によって生じるため、被測定対象の

フィルタ手段の人力における不要信号を減少させフィルタ手段の位相特性を最適化し、被測定対象の静止・移動を問わず精度の高い変位情報の検出が可能な内挿処理回路を提供するものである。

課題を解決するための手段

上記問題点を解決するために本発明の内挿処理回路は、物体の運動に応じて互いに位相が異なる n (n は2以上の整数) 相の信号を出力するエンコードと、互いに位相が異なる n 相のキャリア信号を出力するキャリア信号発生手段と、エンコードの出力信号によってキャリア信号発生手段の出力するキャリア信号を変調する n 個の変調手段と、 n 個の変調手段の出力をキャリア信号発生手段の出力に定じた割合で混合する混合手段と、混合手段の出力から高調波を取り除くフィルタ手段と、フィルタ手段の出力信号の位相情報を復調する位相情報復調手段とを備えたものである。

作用

が、フィルタ手段では振幅特性を緩やかにしても不要成分除去の目的を達成することができる。そこで、フィルタ手段の振幅特性を信号のとりうる周波数範囲において、信号がフィルタ手段を通過する時間が一定になるような特性に近付けることができ、被測定対象の移動中の変位測定精度を向上させることができる。

実施例

以下に、本発明の内挿処理回路における一実施例を図面を用いて説明する。

第1図は本発明の内挿処理回路の一実施例における全体構成を示すブロック図である。

第1図において、101はエンコーダであり、被測定対象の変位に応じて2相の正弦波状の信号 c_a 、 c_b を出力する。被測定対象の基準位置からの変位を x とすると、エンコーダ101の出力 c_a 、 c_b は

$$c_a = B \cdot \cos(2\pi \cdot x/p)$$

$$c_b = B \cdot \sin(2\pi \cdot x/p)$$

と表わされる。ただし、 B はエンコーダ出力の幅

である。

104は混合器であり、変調器102a、102bの出力信号 m_a 、 m_b を、キャリア信号発生器103の出力する混合比を定めるための信号 c_a に応じた混合比で混合する。混合器104の出力 s_a に次のように変換することができる。

$$s_a = K_a \cdot m_a + K_b \cdot m_b$$

つまり、混合器104では変調器102a、

102bの出力を K_a 、 K_b の比率で混合している。混合器104の出力 s_a 中に含まれる不要な信号成分は、この混合比をキャリア信号発生手段103の出力する信号 c_a に応じて動的に変化させることによって減少させることができる。言い換えると、混合器104の出力 s_a は、

$$s_a = c_a \cdot K_a + c_b \cdot K_b + c_b \cdot K_b$$

で表わされるので、キャリア信号に混合比の係数を掛けることにより、もとよりキャリア信号に含まれる不要な信号成分となるキャリア信号の高調波

幅、 p はエンコーダのピッチである。

102a、102bは変調器であり、キャリア発生器103の発生するキャリア信号 c_a 、 c_b をそれぞれエンコーダ101の出力で変調する。キャリア発生器103の出力するキャリア信号 c_a 、 c_b は矩形波なので、フーリエ展開に展開すると

$$c_a = C \cdot \{ \cos(2\pi f \cdot t) - 1/3 \cos(3 \cdot 2\pi f \cdot t) + \dots \}$$

$$c_b = C \cdot \{ \sin(2\pi f \cdot t) + 1/3 \sin(3 \cdot 2\pi f \cdot t) + \dots \}$$

$$c_b = C \cdot \{ \sin(2\pi f \cdot t) + 1/3 \sin(3 \cdot 2\pi f \cdot t) + \dots \}$$

と表わされる。ただし、 C はキャリア信号の振幅、 f は周波数、 t は時間である。キャリア信号として矩形波を用いるのは、ディジタル回路で互いに位相が90°異なる信号を容易につくることができるためである。また、変調器102a、102bの構成も簡単化できる。変調器102a、102bの出力は

$$m_a = c_a \cdot c_a$$

$$m_b = c_b \cdot c_b$$

に含まれる不要な信号成分を除去する。本発明の内挿処理回路では、混合器104で不要信号成分を減少させることができる。したがって、従来の方法による同様な目的のためのフィルタに対して、信号の通過帯域を広げたり遮断特性をゆるやかにすることができるので、フィルタで取り出すべき信号がこのフィルタを通過するのに要する時間をより広い周波数範囲において一定にすることができる。106は位相遅れカウンタであり、フィルタによって取り出された信号の位相情報を復調することによって被測定対象の変位を検出する。

第2図は本発明の内挿処理回路の一実施例における回路図である。

第2図において101は光学式のエンコーダである。発光素子と受光素子の間には光を遮るエンコーダ板があり、被測定対象の移動に伴って移動する。対となる発光素子と受光素子は2組あり、空間的に90°ずれた位置に取り付けられて

102a, 102bはそれぞれ変調器であり、第2図に示すように反転アンダ120, 121と、外部からの信号によって切り換えられるスイッチ110, 111からなる。例えば、変調器102aの出力 m_a は、スイッチ110がa側にある場合、 e_a 、b側にある場合は $-e_a$ となる。スイッチ111の切り換えはキャリア信号発生器103から出力されるキャリア信号 c によって行なわれるので、キャリア信号のレベルによって変調器の入力(ここでは e_a)に+1または-1が掛けられることになる。変調器102bについても同様であり、その出力 m_b はスイッチ111がc側にある場合は e_c 、d側にある場合は $-e_c$ となる。この時のスイッチ111の切り換えはキャリア信号発生器103から出力されるキャリア信号 c によって行なわれる。

104は混合器であり、混合比を得るための抵抗141, 142, 143と、混合比を切り換えるためのスイッチ130からなる。混合比を切り換えるタイミングを与える信号 c_s はキャリア信

号発生器103から供給される。混合器104の出力 s_s はスイッチ130がc側にある場合は $s_s = (R2 + R3) / \Delta \cdot m_a + R1 / \Delta \cdot m_b$ 、スイッチがd側にある場合は $s_s = R3 / \Delta \cdot m_a + (R1 + R2) / \Delta \cdot m_b$ となる。ここで、 $\Delta = R1 + R2 + R3$ である。エンコーダ101の出力 e_a, e_c の振幅が等しい場合、 $R1 = R3$ とするので、混合器104の混合比はスイッチ130の切り替えによって、 $R1 + R2 : R1$ と $R1 : R1 + R2$ との間で変化する。

キャリア信号発生器103から出力される信号を第4図に示す。 c_a, c_b は互いに位相が90°異なる矩形波である。混合器104に供給される c_s は c_a, c_b の2倍の周波数の矩形波で、その変換点は c_a, c_b の変換点から等距離にある。第2図におけるエンコーダ101から正弦波状の信号 e_a, e_c が得られたときの各部の信号を第5図に示す。変調器102a, 102bからは、キャリア信号 c_a, c_b をエンコーダ

から出力される信号で振幅変調した m_a, m_b が得られる。キャリア信号 c_s によりその混合比が変えられる混合器104の出力には信号 s_s が得られる。

第6図に示す信号 s は第5図における加重器の出力に得られる信号の波形状である。

信号 s_s 、信号 s ともに高周波を含んだ信号であるが、後述するフィルタによって被測定対象の位置情報を含んだ基本波成分を取り出す場合、信号 s_s は信号 s に比べて容易にその目的を達成することができる。混合器104での混合比を適当に選べば、信号 s_s に含まれる第3調波成分を落とすことができる。この場合、フィルタで除去すべき高周波成分の最も基本波に近い成分は第5調波となり、第3調波成分を含む信号 s に比べてフィルタにおける信号の通過帯域を広げることができる。

フィルタ105では位相特性は緩やかでよいので、位相特性を望ましい、一般に位相リニアと呼

バートを通過する時間を一定に保つことできる。位相差カウンタ106ではフィルタ105の出力と、キャリア信号発生器103からの信号の位相差を検出し、変位情報を得る。位相差カウンタ106を動かすためのクロックは外部から供給される。

なお、上記の説明ではエンコーダ101およびキャリア信号発生器103の出力信号を2倍として説明したが、本発明は容易に2倍以上の場合に拡張できることは言うまでもない。

発明の効果

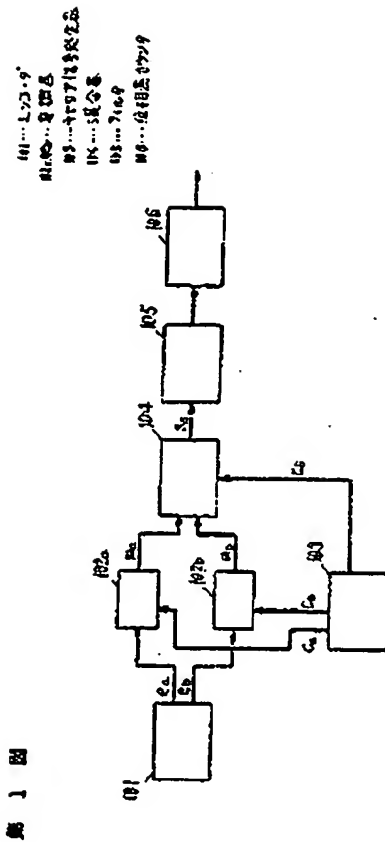
以上述べたように、本発明の内挿処理回路は、その混合比を動的に変化させる混合手段によって、不要な高調波成分を効果的に減少させることができ、フィルタの位相特性によって生じる被測定対象の移動中の測定精度の低下を防ぐことができる。

したがって、本発明の内挿処理回路によれば、被測定対象の静止・移動にかかわらず精度よくそ

第1図は本発明の一実施例における内挿処理回路のブロック図、第2図は本発明の一実施例における内挿処理回路の回路図、第3図は従来の内挿処理回路のブロック図、第4図は第2図のキャリア信号発生手段の発生する信号を示す波形図、第5図は第2図の内挿処理回路の各部の信号を示す波形図、第6図は第3図に示す従来の内挿回路の一構成要素である加算器から出力される信号の波形図、第7図は5次のチェビシェフフィルタの特性図である。

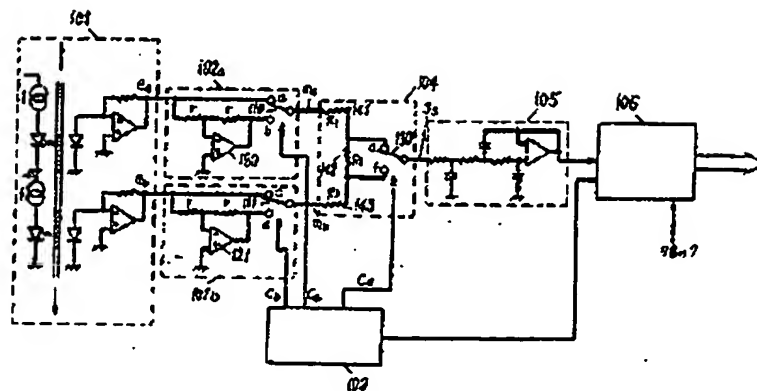
101…エンコーダ、102a、102b…変調器、103…キャリア信号発生器、104…混合器、105…フィルタ、106…位相差カウンタ。

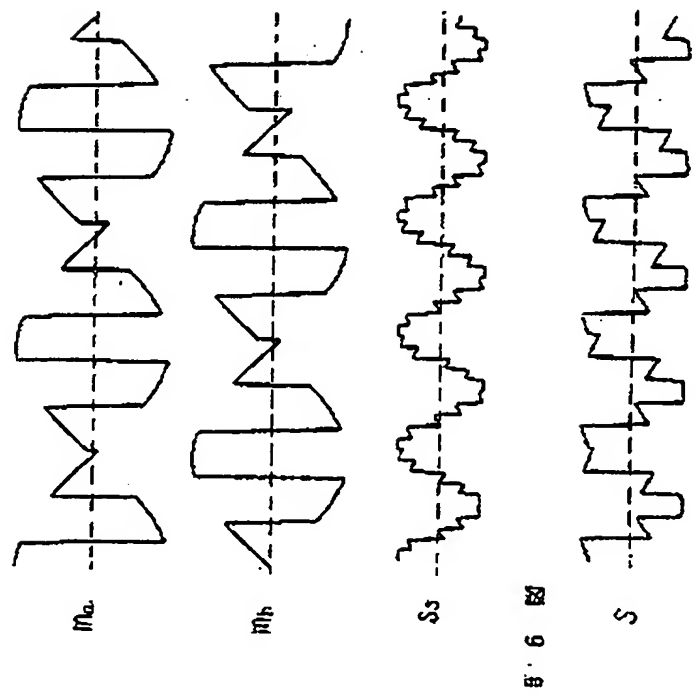
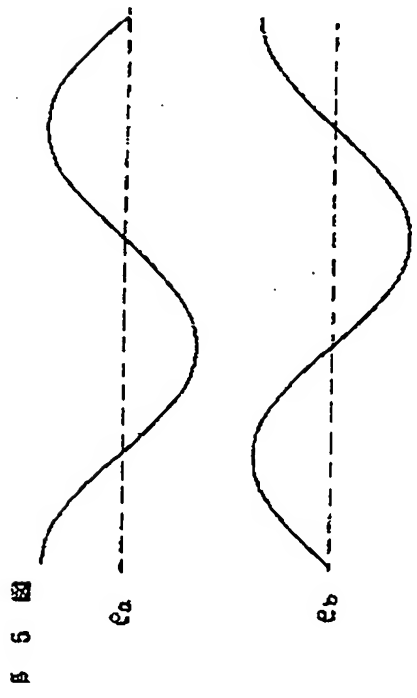
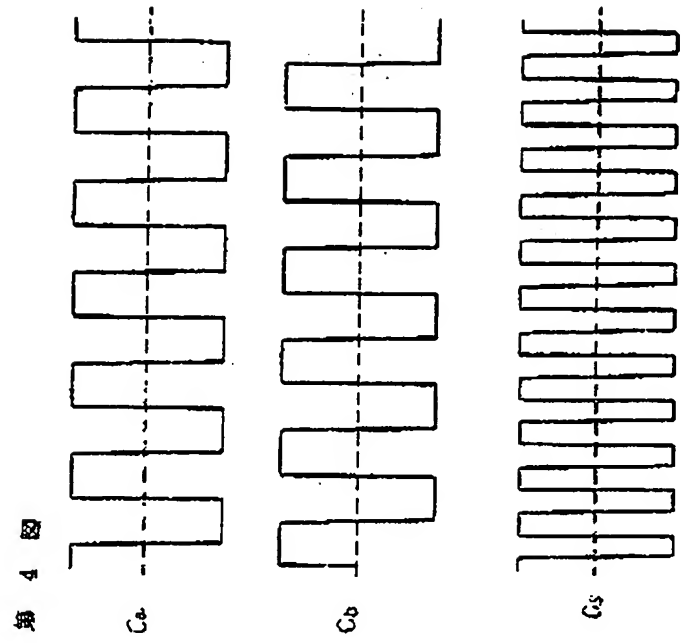
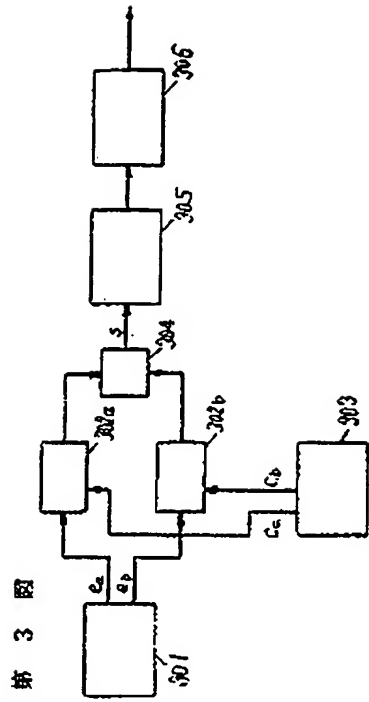
代理人の氏名 弁理士 栗野真幸 ほか1名



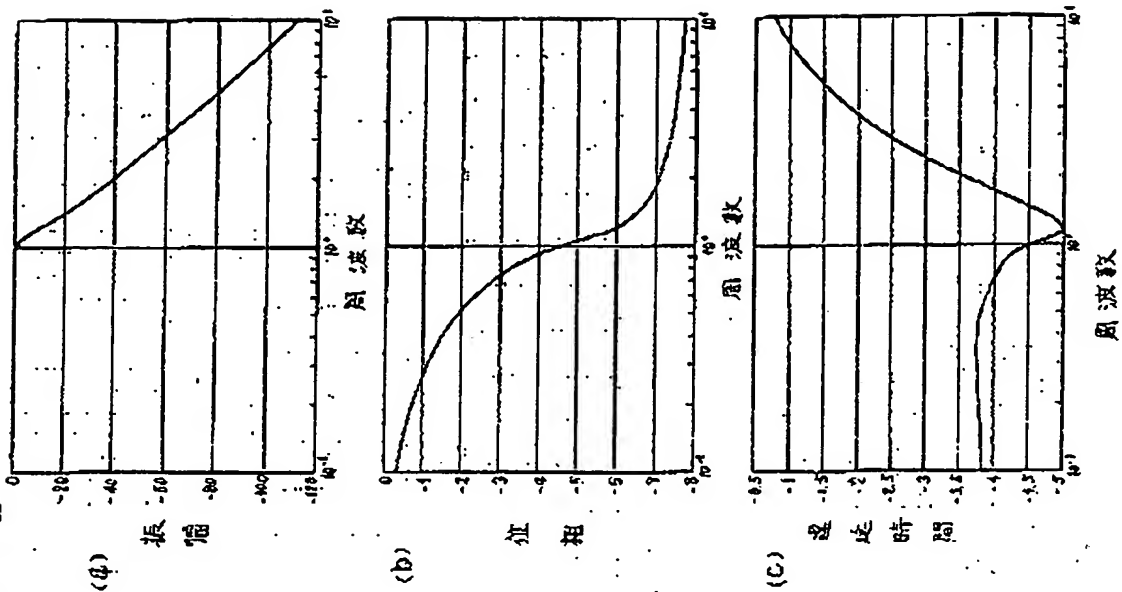
第 1 図

第 2 図





第 7 圖



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.